OIPE JC98
MAY 11 2005
PATENT & TRADEMARK OFFICE

H-1113

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of

K. TAKAHASHI et al

Serial No. 10/682,249 Group Art Unit: 2817

Filed: October 10, 2003 Examiner: Khanh V. NGUYEN

For: HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFICATION ELECTRIC PART AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

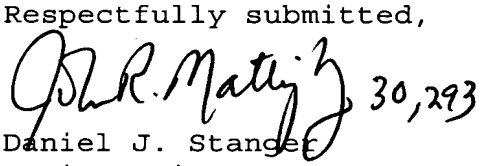
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

May 10, 2005

Sir:

Submitted herewith is a certified priority document (JP 2002-302021) of a corresponding Japanese patent application for the purpose of claiming foreign priority under 35 U.S.C. § 119. An indication that this document has been safely received would be appreciated.

Respectfully submitted,



Daniel J. Stanger
Registration No. 32,846
Attorney for Applicants

MATTINGLY, STANGER, MALUR & BRUNDIDGE, P.C.
1800 Diagonal Rd., Suite 370
Alexandria, Virginia 22314
(703) 684-1120
Date: May 11, 2005

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: ２００２年１０月１６日

出願番号
Application Number: 特願２００２－３０２０２１
[ST. 10/C]: [ＪＰ２００２－３０２０２１]

願人
Applicant(s): 株式会社ルネサステクノロジ
株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ
日立ハイブリッドネットワーク株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

２００３年１０月２１日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office 今井康

出証番号　出証特２００３－３０８６４２５

【書類名】　特許願

【整理番号】　H02015951

【あて先】　特許庁長官　殿

【国際特許分類】　H03F　3/21

H04B　7/26

【発明者】

【住所又は居所】　東京都小平市上水本町５丁目２２番１号　株式会社　日立超エル・エス・アイ・システムズ内

【氏名】　高橋　恭一

【発明者】

【住所又は居所】　神奈川県横浜市戸塚区戸塚町１８０番地　日立通信システム株式会社内

【氏名】　松平　信洋

【発明者】

【住所又は居所】　東京都小平市上水本町五丁目２０番１号　株式会社日立製作所　半導体グループ内

【氏名】　赤嶺　均

【特許出願人】

【識別番号】　000005108

【氏名又は名称】　株式会社　日立製作所

【特許出願人】

【識別番号】　000233169

【氏名又は名称】　株式会社　日立超エル・エス・アイ・システムズ

【特許出願人】

【識別番号】　000233479

【氏名又は名称】　日立通信システム株式会社

【代理人】

【識別番号】　100085811

【弁理士】

【氏名又は名称】　大日方　富雄

【電話番号】　03-3269-1430

【手数料の表示】

【予納台帳番号】　027177

【納付金額】　21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】　明細書　1

【物件名】　図面　1

【物件名】　要約書　1

【プルーフの要否】　要

【書類名】　明細書

【発明の名称】　高周波電力増幅用電子部品および無線通信システム

【特許請求の範囲】

【請求項１】　変調された高周波信号を増幅する電力増幅回路と、該電力増幅回路の入力信号を受け電力増幅回路の電流を検出する出力検出用トランジスタを有する電流検出回路と、該電流検出回路の検出電流を電圧に変換する電流－電圧変換手段と、該電流－電圧変換手段により変換された電圧と出力レベル指示信号とを比較してその差に応じた信号を出力する誤差増幅回路と、該誤差増幅回路の出力に基づいて前記電力増幅回路にバイアスを与えるバイアス発生回路とを含む高周波電力増幅用電子部品であって、前記電流検出回路と前記電流－電圧変換手段との間に、前記電流検出回路の出力電流を、極大値を持たず上に凸の単調に増加する関数によって表わされる電流に変換する電流変換回路が設けられていることを特徴とする高周波電力増幅用電子部品。

【請求項２】　前記電流変換回路は、入力電流をｎ乗根（ｎは正の整数）した電流に変換するｎ乗根変換回路であることを特徴とする請求項１に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項３】　前記ｎ乗根変換回路は２乗根変換回路であることを特徴とする請求項２に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項４】　前記２乗根変換回路は、ＭＯＳトランジスタからなり前記検出電流と基準電流を入力信号とし検出電流と基準電流の積を２乗根した電流を出力する回路であることを特徴とする請求項３に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項５】　前記電流検出回路と前記２乗根変換回路は１つの半導体チップ上に形成されていることを特徴とする請求項４に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項６】　前記電流変換回路は、入力電流を対数変換した電流を生成し出力する対数変換回路であることを特徴とする請求項１に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項７】　前記対数変換回路は、前記検出電流と基準電流を入力信号と

し該検出電流と基準電流をそれぞれ流す一対のダイオードと、該ダイオードで変換された電圧を入力としてそれらの差電圧に応じた電圧を出力する差動増幅回路と、前記ダイオードの温度特性を補償する温度補償素子を有し温度依存性のない電圧を出力するように構成されている請求項６に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項８】　前記対数変換回路は少なくとも初段の回路がバイポーラ・トランジスタで構成されていることを特徴とする請求項７に記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項９】　前記電力増幅回路は電界効果トランジスタからなり、前記バイアス制御回路で生成されたバイアス電圧が前記電力増幅用トランジスタのゲート端子に印加されていることを特徴とする請求項１～８のいずれかに記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項１０】　前記電流検出回路は、前記出力検出用トランジスタと、該出力検出用トランジスタと直列に接続された第１トランジスタおよび該第１トランジスタと互いに制御端子が共通接続された第２トランジスタからなるカレントミラー回路と、により構成されていることを特徴とする請求項１～９のいずれかに記載の高周波電力増幅用電子部品。

【請求項１１】　変調された高周波信号を増幅する電力増幅回路と、該電力増幅回路の入力信号を受け電力増幅回路の電流を検出する出力検出用トランジスタを有する電流検出回路と、該電流検出回路の検出電流を電圧に変換する電流－電圧変換手段と、該電流－電圧変換手段により変換された電圧と出力レベル指示信号とを比較してその差に応じた信号を出力する誤差増幅回路と、該誤差増幅回路の出力に基づいて前記電力増幅回路にバイアスを与えるバイアス発生回路とを含む高周波電力増幅用電子部品であって、前記電流－電圧変換手段は前記電流検出回路の出力電流を対数変換した電圧を生成し出力する対数変換回路により構成されていることを特徴とする高周波電力増幅用電子部品。

【請求項１２】　請求項１～１１のいずれかに記載の高周波電力増幅用電子部品と、送信信号と受信信号の切替えを行なう送受信切替え回路を備えた第２電子部品と、送信する信号を変調して前記高周波電力増幅用電子部品へ入力する第

３電子部品と、前記高周波電力増幅用電子部品に対して出力レベル指示信号を付与する半導体集積回路とを有することを特徴とする無線通信システム。

【請求項１３】　前記高周波電力増幅用電子部品は第１周波数帯の信号を増幅する第１電力増幅回路と第２周波数帯の信号を増幅する第２電力増幅回路を備え、前記第２電子部品は第１周波数帯の信号と第２周波数帯の信号の切替えを行なう信号切替え手段を備え、前記第３電子部品は第１周波数帯の信号を変調する回路と第２周波数帯の信号を変調する回路を備え、少なくとも前記電流変換回路と前記電流－電圧変換手段と前記誤差増幅回路は前記第１電力増幅回路と第２電力増幅回路に対して共通の回路として設けられていることを特徴とする請求項１２に記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、携帯電話機等の無線通信システムに使用され高周波信号を増幅して出力する高周波電力増幅回路および高周波電力増幅回路を組み込んだ電子部品に適用して有効な技術に関し、特に出力電力のフィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行なう検出回路を有する無線通信システムにおいて出力電力の低いレベルの領域における制御感度を向上させる技術に関する。

【０００２】

【従来の技術】

一般に、携帯電話機等の無線通信装置（移動体通信装置）における送信側出力部には、変調後の信号を増幅する高周波電力増幅回路が組み込まれており、従来の無線通信装置には、ベースバンド回路もしくはマイクロプロセッサ等の制御回路からの送信要求レベルに応じて高周波電力増幅回路の増幅率を制御するため、高周波電力増幅回路もしくはアンテナの出力レベルを検出して帰還をかけることが行なわれている（例えば、特許文献１参照）。そして、出力レベルの検出は、従来は一般に、カプラや検波回路などを使用して行なっており、検波回路は高周波電力増幅回路とは別個の半導体集積回路として構成されることが多い。

【０００３】

また、カプラは、ディスクリート部品もしくは絶縁基板（モジュール基板）に形成された出力線（マイクロストリップ線路）と並行に配設された導電体との間に形成される容量を介して出力レベルを検出する素子であり、半導体チップ上に形成される素子に比べてサイズが大きい。なお、方向性結合器（カプラ）については、例えば総合電子出版社、１９９７年７月１０日発行「マイクロ波の基礎とその応用」Ｐ１９１～Ｐ１９３に記載されている。また、工業調査会発行「電子材料」１９９９年４月号のＰ９１～Ｐ９５には移動体通信用セラミック積層ロウパスフィルタおよび方向性結合器について記載されている。

【０００４】

従来の高周波電力増幅回路の出力レベル検出方式は、高周波電力増幅回路とは別の半導体集積回路や電子部品を数多く使用しているため、モジュールの小型化を困難にする。さらに、カプラを使用する場合には、検出感度を向上させるためカプラの一端に基準電圧を印加することが行なわれることがあり、その場合基準電圧の最適設定および部品のばらつきに応じた電圧等の調整が必要になるため、セットメーカの負担が大きくなるという不具合がある。また、カプラを使用すると、電力損失も生じるという不具合がある。

【０００５】

さらに、近年の携帯電話機においては、８８０～９１５ＭＨｚ帯の周波数を使用するＧＳＭ（Global System for Mobile Communication）と呼ばれる方式の他に例えば１７１０～１７８５ＭＨｚ帯の周波数を使用するＤＣＳ（Digital Cellular System）のような方式の信号を扱えるデュアルバンド方式の携帯電話機が提案されている。かかる携帯電話機に使用される高周波電力増幅モジュールでは、出力パワーアンプも各バンドに応じて設けられるため、その出力レベルを検出するカプラも各バンドに応じてそれぞれ必要になる。そのため、一層モジュールの小型化が困難になる。

【０００６】

そこで、本出願人は、高周波信号を増幅する電力増幅用トランジスタの入力信号を受け電力増幅用トランジスタに流れる電流に比例した電流を流す出力検出用トランジスタおよび該トランジスタの電流を転写するカレントミラー回路とを設

け、カレントミラー回路の転写先の電流を電圧に変換して出力レベルの検出信号とし、検出された出力レベルと送信要求レベルとを比較して出力レベルの制御を行なう電流検出方式の無線通信システムに関する発明をなし、出願を行なった（特願２０００－５２３７５７号）。

【０００７】

【特許文献１】

特開２０００－１５１３１０号公報

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

図９は、本出願人が開発した電流検出方式の無線通信システムにおける電流検出方式の出力レベル検出回路による高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の概略構成を示したものである。図９において、１０は高周波信号Ｐｉｎを増幅する電力増幅器、２０は電力増幅器１０の出力レベルを検出しそれに応じた電流を出力する電流検出器、４０は電流検出器からの出力電流を電圧に変換する電流－電圧変換回路、５０は電流－電圧変換回路の出力電圧とベースバンド回路もしくはマイクロプロセッサ等の制御回路から供給される出力レベル指示信号Ｖrampとを比較する誤差アンプで、この誤差アンプにより入力電位差に応じたバイアス電圧が生成されて電力増幅器１０に供給され、電力増幅器１０のゲインを制御して出力レベルを制御するように構成される。

【０００９】

本発明者等は、図９の電流検出方式の高周波電力増幅回路における出力レベル指示信号Ｖrampと出力電力Ｐoutとの関係を検討した。その結果、図４に破線Ａ２で示すような関係になっており、送信要求レベルの低い領域における制御感度が高く、僅かな送信要求レベルの変化で出力電力Ｐoutが大きく変化することが明らかになった。本発明は、上記のような電流検出方式の高周波電力増幅回路における課題に鑑みてなされたもので、電流検出回路にその出力が入力に対してｎ乗根もしくは対数関数的に変化するような特性を持たせることにより上記課題を解決するようにしたものである。

【００１０】

なお、高周波電力増幅回路の出力レベルを検波回路で検出してフィードバックをかけるようにしたカプラ方式の通信システムにおいて、電流－電圧特性が対数関数であるダイオードを利用して高周波電力増幅回路の出力を２乗検波する検出回路と該検出回路の出力を対数変換する回路とを設けてリニア制御を行なうようにした発明が提案されている（特開平４－１４４３０５号公報）。ただし、この先願発明は、カプラ方式の通信システムに関するものであり、電流検出方式の通信システムにおける上述のような課題を見出してなされた本願発明とは直接的な関係がある発明ではない。

【００１１】

より具体的には、カプラを含む検波回路を使用してフィードバック制御に必要な情報を得る前記先願発明では、検出対象が出力電力でありこの出力電力に対して検出器の出力は指数関数的に変化する（公報第４図(Ｂ)参照）。一方、電流検出方式のフィードバック制御を行なう前記本願発明では、検出対象が電流でありこの電流に対して検出器の出力電流は直線的に変化する。つまり、本願発明は先願発明と全く異なる特性を示す検出器の出力に基づいて所望の出力電力が得られるように電力増幅回路を制御することに向けられた発明である。このことから、２つの発明は出発点の異なる発明であり、上記先願発明は本願発明の進歩性を判断する際の公知技術となり得ない発明であるといえる。

【００１２】

また、ダイオードを使用した上記先願発明は、ダイオードの有する温度特性による検出誤差については全く考慮していない。これに対し本願発明は、ダイオードの有する温度特性による検出誤差を考慮に入れた発明であり、温度変化による誤差を回避する対策をも開示する実用性の極めて高い技術である。

【００１３】

本発明の目的は、出力電力のフィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行なう無線通信システムにおいて、送信要求レベルの低い領域における制御感度を下げ、制御範囲全体に亘って精度良く出力レベルを制御することができる高周波電力増幅用電子部品およびそれを用いた無線通信システムを提供することにある。

【００１４】

さらに、本発明の他の目的は、出力電力のフィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行なう無線通信システムにおいて、温度が変化しても制御感度が変わらない信頼性の高い高周波電力増幅用電子部品およびそれを用いた無線通信システムを提供することにある。

【００１５】

この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴については、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【００１６】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を説明すれば、下記のとおりである。

【００１７】

すなわち、出力電力のフィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行ない出力レベル検出信号と出力レベル指示信号とを比較してその差に応じて高周波電力増幅回路のバイアス電圧を生成してゲイン制御を行なう無線通信システムを構成する高周波電力増幅用電子部品において、電流検出回路と電流－電圧変換回路との間にｎ乗根変換回路もくしは対数変換回路を設けるようにしたものである。

【００１８】

上記した手段によれば、送信要求レベルの低い領域において出力レベル指示信号に対する出力電力の変化の度合いが大きくても、出力電力のレベルが低い領域では出力レベルに対する出力レベル検出回路の検出電流もしくは検出電圧の変化の度合いが大きくなる。そのため、出力レベル検出信号と出力レベル指示信号の差に応じたバイアス電圧を生成するアンプの出力の変化の度合いが出力レベルの小さい領域では小さくなり、これによって送信要求レベルの低い領域における出力レベル指示信号に対する高周波電力増幅回路の制御感度が下がり、制御範囲全体に亘って精度良く出力レベルを制御することができるようになる。

【００１９】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例を図面に基づいて説明する。

【００２０】

図１は、本発明を適用した電流検出方式の無線通信システムにおける電流検出方式の出力レベル検出回路による高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の第１の実施例の概略構成を示したものである。

【００２１】

図１において、１０は高周波信号Ｐｉｎを増幅する電力増幅器、２０は電力増幅器１０の出力レベルを検出しそれに応じた電流を出力する電流検出器、３０は電流検出器２０から出力される電流Ｉsnsの２乗根（平方根）をとった電流Ｉsoutに変換する２乗根変換器、４０は２乗根変換器３０からの出力電流Ｉsoutを検出電圧Ｖsnsに変換する電流－電圧変換器、５０は電流－電圧変換器４０の出力電圧と図示しないベースバンド回路もしくはマイクロプロセッサ等の制御回路から供給される出力レベル指示信号Ｖrampとを比較しそれらの電位差に応じた電圧を出力する誤差電圧検出器（誤差アンプ）で、この誤差アンプ５０の出力電圧がバイアス電圧として電力増幅器１０に供給される。

【００２２】

図２は、本発明を適用した電流検出方式の無線通信システムにおける高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の第２の実施例の概略構成を示す。図１の実施例との差異は、電流検出器２０から出力される電流Ｉsnsの２乗根をとった電流Ｉsoutに変換に変換する２乗根変換器３０の代わりに、電流検出器２０から出力される電流Ｉsnsの対数をとった電流Ｉsout’に変換して出力する対数変換器３０’が設けられている点にある。

【００２３】

図１や図２には示されていないが、電力増幅器１０は各々ＭＯＳＦＥＴ（絶縁ゲート型電界効果トランジスタ）のようなトランジスタが１段もしくは複数段接続されてなり、それらの制御端子（ゲート端子またはベース端子）に誤差アンプ５０からのバイアス電圧を直接もしくは適当な抵抗比で分割した電圧を印加して電力増幅器１０のゲインを制御し、出力レベルを制御するように構成される。

【００２４】

図３には、第１の実施例の制御系における出力電圧Ｖoutと電流－電圧変換器４０の出力電圧（検出電圧）Ｖsnsとの関係が実線Ｂ１で示されている。また、図４には、第１の実施例の制御系における出力レベル指示信号Ｖrampと出力電力Ｐoutとの関係が実線Ｂ２で示されている。

【００２５】

図３および図４において、一点鎖線Ｃ１，Ｃ２で示されているのは、第２の実施例の制御系における出力電圧Ｖoutと電流－電圧変換器４０の出力電圧Ｖsnsとの関係と、第２の実施例の制御系における出力レベル指示信号Ｖrampと出力電力Ｐoutとの関係である。

【００２６】

また、図３および図４において、破線Ａ１，Ａ２で示されているのは、第１の実施例２乗根変換器３０または第２の実施例の対数変換器３０’のいずれも設けない図９に示されている制御系におけるＶoutと電流－電圧変換器４０の出力電圧Ｖsnsとの関係と、出力レベル指示信号Ｖrampと出力電力Ｐoutとの関係である。

【００２７】

ｎ乗根変換器３０もしくは対数変換器３０’を設けたことにより、図３からも分かるように、出力電力Ｐoutのレベルが低い領域では出力レベルＶoutに対する電流－電圧変換器４０の出力電圧の変化の度合いが大きくなり、これにより送信要求レベルの低い領域において出力レベル指示信号Ｖrampに対する出力電力Ｐoutの変化の度合いが大きくても、送信要求レベルの低い領域における出力レベル指示信号に対する高周波電力増幅器１０の制御感度が下がり、制御範囲全体に亘って精度良く出力レベルを制御することができるようになることが図４より分かる。

【００２８】

図５は、図１の実施例のより具体的な構成を示す。図５において、１０は入力高周波信号Ｐｉｎを増幅して出力する高周波増幅器で、この高周波増幅器１０は縦続接続された３段の増幅段により構成されている。

【００２９】

図５において、ＴＲ１は高周波信号Ｐｉｎを増幅する１段目の増幅段を構成する電力増幅用トランジスタ、ＴＲ２は２段目の増幅段を構成する電力増幅用トランジスタ、ＴＲ３は３段目の増幅段を構成する電力増幅用トランジスタ、Ｌ１は最終段のトランジスタＴＲ３のコレクタ端子と電源電圧端子Ｖddとの間に接続されたインダクタンス素子である。このインダクタンス素子Ｌ１の代わりに基本波の１／４波長の電気長を有するλ／４伝送線路を用いることもある。また、電力増幅用トランジスタＴＲ１～ＴＲ３は、この実施例ではＭＯＳＦＥＴが使用されているが、バイポーラ・トランジスタやＧａＡｓＭＥＳＦＥＴ、ヘテロ接合バイポーラ・トランジスタ（ＨＢＴ）、ＨＥＭＴ（High Electron Mobility Transistor）等他のトランジスタを用いることもある。

【００３０】

電流検出器２０は、抵抗Ｒ２を介して高周波増幅器１０の最終増幅段の電力増幅用トランジスタＴＲ３の入力信号と同一の信号がゲート端子に印加された出力検出用トランジスタＴＲ４と、抵抗Ｒ３を介してトランジスタＴＲ４と直列に接続されたカレントミラー用トランジスタＴＲ５と、該トランジスタＴＲ５とカレントミラー接続されたトランジスタＴＲ６とにより構成され、トランジスタＴＲ３とＴＲ４のサイズ比を適当に設定することによりトランジスタＴＲ４にＴＲ３のコレクタ電流の１／ｎの電流が流れるようにされ、トランジスタＴＲ４の電流がカレントミラー回路によりトランジスタＴＲ６に転写されることによって該トランジスタＴＲ６に流されるドレイン電流は電力増幅用トランジスタＴＲ３の出力電力と相関のある電流Ｉsnsとなるようにされている。

【００３１】

この電流Ｉsnsがｎ乗根変換器３０もしくは対数変換器３０’によって変換されて、変換された電流Ｉsoutが電流－電圧変換手段としての抵抗Ｒ４に流されることによって出力レベルに応じた検出電圧Ｖsnsに変換され、この検出電圧Ｖsnsが誤差アンプ５０に供給されてベースバンド回路などから供給される出力レベル指示信号Ｖrampと比較され、ＶsnsとＶrampの差に応じた電圧Ｖapcがコンパレータ５０から出力され、Ｖapcが抵抗ＲＰ１～ＲＰ４で分割された電圧が各段の電

力増幅用トランジスタＴＲ１～ＴＲ３のゲート端子にバイアス電圧として印加されて出力レベルの制御が行なれるように構成されている。

【００３２】

なお、図５において、CDC1，CDC2，CDC3は直流をカットする容量素子、ＭＮ１～MN４はそれぞれ容量ＣＰ１～ＣＰ６と伝送線路ＴＬ１～ＴＬ７からなるインピーダンス整合回路である。出力検出用トランジスタＴＲ４のサイズ（ゲート幅）は、電力増幅用トランジスタＴＲ３のサイズの数１０分の１の大きさとされ、電力増幅用トランジスタＴＲ４のドレイン電流Ｉddが数Ａ（アンペア）のとき数１０Ａとなるように設計される。また、カレントミラー用トランジスタＴＲ５とＴＲ６のサイズ比はほぼ１：１である。これにより、電流検出器２０から出力される電流Ｉsnsは、電力増幅用トランジスタＴＲ２のドレイン電流Ｉddに比べてはるかに小さな値とされる。

【００３３】

さらに、本実施例においては、図５に示されている回路のうち符号ＩＣ１，ＩＣ２，ＩＣ３が付された一点鎖破線で囲まれた回路および素子は、それぞれが別個の半導体チップ上に形成されていることを意味している。また、図５の回路は、これらの半導体チップＩＣ１，ＩＣ２，ＩＣ３と抵抗や容量などのディスクリート部品によりモジュールとして構成される。本明細書においては、表面や内部にプリント配線が施されたセラミック基板のような絶縁基板に複数の半導体チップとディスクリート部品が実装されて上記プリント配線やボンディングワイヤで各部品が所定の役割を果たすように結合されることであたかも一つの電子部品として扱えるように構成されたものをモジュールと称する。

【００３４】

図６はｎ乗根変換器３０の具体的な回路の一例としての２乗根回路を示す。

【００３５】

この実施例の２乗根回路は、前記電流検出器２０から出力される検出電流Ｉsnsを比例縮小するＮチャネルＭＯＳＦＥＴからなる第１カレントミラー回路３１と、該第１カレントミラー回路３１の転写先の電流をさらに比例縮小するＮチャネルＭＯＳＦＥＴからなる第２カレントミラー回路３２と、定電流源６０からの

基準電流Ｉrefを比例縮小するＰチャネルＭＯＳＦＥＴからなる第３カレントミラー回路３３と、該第３カレントミラー回路３３の転写先の電流をさらに比例縮小するＰチャネルＭＯＳＦＥＴからなる第２カレントミラー回路３４と、これらのカレントミラー回路により生成された電流を用いて検出電流Ｉsnsの２乗根に相当する項を含む電流を生成する演算回路３５と、該演算回路３５を構成するＭＯＳＦＥＴ　Ｍ４と直列に接続されＭ４と同一の電流が流されるＭＯＳＦＥＴ　Ｍ５およびＭ５とカレントミラー接続されたＭＯＳＦＥＴ　Ｍ６およびＭ６と直列に接続されたＭＯＳＦＥＴ　Ｍ７からなりＭＯＳＦＥＴ　Ｍ７のゲートにＭ４のドレイン電圧が印加されることにより演算回路３５を構成するＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２とＭ４の動作点を与えるバイアス回路３６と、前記カレントミラー回路３２，３４により生成された電流を用いて演算回路３５で生成された２乗根に相当する項を含む電流から２乗根の項以外の余分な項に相当する電流を減算して検出電流Ｉsnsの２乗根に比例した電流を出力する電流合成回路３７とから構成されている。

【００３６】

各カレントミラー回路３１～３４はそれぞれ互いゲート共通接続された対をなすＭＯＳＦＥＴのサイズ比（ゲート幅の比）を所定の値に設定することにより比例縮小された電流を生成する。具体的には、第１カレントミラー回路３１は１／１０に、第２カレントミラー回路３２は１／３と１／１２に、第３カレントミラー回路３３は１／８に、そして第４カレントミラー回路３４は１／４と１／１６に、それぞれ縮小された電流を生成するように対をなすＭＯＳＦＥＴのサイズ比（ゲート幅の比）が所定の値に設定されている。

【００３７】

２乗根回路３０に入力される検出電流Ｉsnsの１／３０の電流をＩｓ、定電流源６０からの基準電流Ｉrefの１／３２の電流をＩｒと置くと、第１カレントミラー回路３１と第３カレントミラー回路３３の転写先に流される電流はそれぞれ３Ｉｓ，４Ｉｒとなり、第２カレントミラー回路３２と第４カレントミラー回路３４の転写先から演算回路３５に流される電流はそれぞれＩｓ，Ｉｒとなる。

【００３８】

演算回路３５は、第２カレントミラー回路３２から供給される電流Ｉｓがドレイン・ソース間に流されるＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２と、該ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２のドレイン電圧がゲート端子に印加され、第４カレントミラー回路３４から供給される電流Ｉｒがドレイン・ソース間に流されるＭＯＳＦＥＴ　Ｍ３と、同じくＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２のドレイン電圧がゲート端子に印加され電流合成回路３７の転写元の電流を流すＭＯＳＦＥＴ　Ｍ３と、該ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ３のソース側にＭ３と直列に接続されたＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１とから構成されている。ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１はゲートとドレインが結合されてダイオードとして作用するようにされている。また、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１～Ｍ４は、互いにサイズ（ゲート幅Ｗとゲート長Ｌ）が同一になるように設計され、同一工程で同時に製造されることにより同一のしきい値電圧Ｖthを有するようにされるとともに、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１～Ｍ４は飽和領域で動作するように電源電圧Ｖdd2が設定されている。

【００３９】

ここで、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１，Ｍ２，Ｍ３，Ｍ４のゲート・ソース間電圧をＶGS1，VGS2，VGS3，VGS4、ドレイン・ソース間電圧をVDS1，VDS2，VDS3，VDS4で表わし、演算回路３５のノードＮ１に着目すると、ノードＮ１の電位Ｖｎ１はＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１，Ｍ３の側からはＶｎ１＝VGS1＋VGS3で決まり、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２，Ｍ４の側からはＶｎ１＝VGS2＋VGS4で決まり、両電位は等しいことから、VGS1＋VGS3＝VGS2＋VGS4となる。

【００４０】

ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１とＭ３は直列接続されているので流れる電流は等しく（図ではＩout）、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ２にはカレントミラー回路３２から電流Ｉｓが、またＭＯＳＦＥＴ　Ｍ４にはカレントミラー回路３４から電流Ｉｒが流されることから、上記等式は、ＭＯＳＦＥＴの飽和領域でのドレイン電流特性を表わす式より、次式（１）のように表わすことができる。

【００４１】

$$2[Vth+\sqrt{\{(2/\beta)\cdot(L/W)/(1+\lambda\cdot VDS)\}}\cdot\sqrt{Iout}]$$
$$=Vth+\sqrt{\{(2/\beta)\cdot(L/W)/(1+\lambda\cdot VDS)\}}\cdot\sqrt{Is}$$
$$+Vth+\sqrt{\{(2/\beta)\cdot(L/W)/(1+\lambda\cdot VDS)\}}\cdot\sqrt{Ir}\quad\cdots\cdots(1)$$

上式において、各ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ１～Ｍ４の素子サイズＬ／Ｗは等しく、またＭＯＳＦＥＴの素子特性からλ・ＶＤＳは「１」対して無視できるほど小さいので、次式

$\sqrt{}$Ｉout＝（$\sqrt{}$Ｉｓ＋$\sqrt{}$Ｉｒ）／２　……（２）

のように整理することができる。そして、この式を変形すると、

Ｉout＝（Ｉｓ＋Ｉｒ）／４＋$\sqrt{}$（Ｉｓ・Ｉｒ）／２　……（３）

となり、（Ｉｓ＋Ｉｒ）／４なる余分な項は含まれるが、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ３に流れる電流Ｉoutは検出電流Ｉｓの２乗根で表わされることが分かる。

【００４２】

さらに、図６の実施例の回路においては、互いにゲート共通接続されたカレントミラーＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８，Ｍ９からなる電流合成回路３７が設けられており、この回路はカレントミラーの転写元のＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８に流れる電流に、第２カレントミラー回路３２から供給されるＩｓ／４の電流と第４カレントミラー回路３４から供給されるＩｒ／４の電流を足し込んだものをＩoutとして出力するように構成されている。また、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８とＭ９はサイズ比が１：１０になるように設計されている。これにより、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８とカレントミラー接続されたＭＯＳＦＥＴ　Ｍ９には、Ｉoutよりも（Ｉｓ＋Ｉｒ）／４だけ少ない電流の１０倍の大きさの電流が流れるようにされる。

【００４３】

ここで、電流合成回路３７により足し込まれる電流（Ｉｓ＋Ｉｒ）／４は、上記式（３）の第１項に相当することが分かる。従って、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ９に流れる電流は上記式（３）の第２項の１０倍すなわち１０・$\sqrt{}$（Ｉｓ・Ｉｒ）／２＝５・$\sqrt{}$（Ｉｓ・Ｉｒ）となる。図６の実施例の回路ではこの電流が出力されるようになっている。従って、この回路の出力電流はＩｓの２乗根に比例した電流となる。

【００４４】

一方、前述したように、電流Ｉｓは電流検出回路２０の検出電流Ｉsnsの１／３０である。よって、図６の実施例の回路の出力電流は、電流検出回路２０の検出電流Ｉsnsの２乗根に比例した電流となる。そして、この電流は電流－電圧変

換回路４０の抵抗Ｒｓに流されて電圧に変換され、この変換された電圧がバッファ４１によりインピーダンス変換されて誤差アンプ５０に供給される。

【００４５】

この実施例の２乗根回路は、式（３）に温度係数が含まれておらず出力電流には温度依存性がないため、基準電流Ｉrefが一定であれば周囲温度が変化しても動作特性は一定であり安定性の高い変換が可能である。温度が変化しても電流が一定である定電流源としては、正の温度特性を有する素子と負の温度特性を有する素子を組み合わせることで温度補償をした公知の定電流回路があるので、そのような温度依存性のない定電流回路を利用することで容易に本実施例の２乗根回路に適した基準電流Ｉrefを生成して与えることができる。

【００４６】

なお、図６の実施例においては、第１カレントミラー回路３１と第３カレントミラー回路３３は各々カレントミラー接続されたＭＯＳＦＥＴ対が２段縦積みにされた回路が用いられているが、これは生成される電流の電源電圧依存性を下げるためであり、２乗根回路３０の動作電圧Ｖdd2として安定性の高い電圧が供給される場合にはそれぞれＰ－ＭＯＳ側のカレントミラー回路３２，３４と同様な１段のカレントミラー回路とすることができる。

【００４７】

また、図６の実施例においては、出力電流から√（Ｉｓ・Ｉｒ）の項以外の余分な電流（Ｉｓ＋Ｉｒ）／４の項をなくすため、カレントミラー回路３７のＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８から出力される電流にカレントミラー回路３２と３４からの電流Ｉｓ／４とＩｒ／４を加えたものを演算回路３５の電流Ｉoutとして流し込んでいるが、カレントミラー回路３１と３２を構成するＭＯＳＦＥＴとカレントミラー接続されて比例縮小した電流を流すＭＯＳＦＥＴを設けて、ＭＯＳＦＥＴ　Ｍ８から出力される電流に電流Ｉｓ／４とＩｒ／４を足し込む代わりに、ＭＯＳＦＥＴＭ９から出力される電流から電流Ｉｓ／４とＩｒ／４を差し引いた電流をセンス抵抗Ｒｓに流すように構成しても良い。

【００４８】

図７は対数変換器の具体的な回路例を示す。なお、この実施例の対数変換器は

、特に制限されるものでないが、図２の対数変換器３０’と次段の電流－電圧変換器４０を含んだ回路として構成されている。

【００４９】

この実施例の対数変換器は、ダイオードの電流－電圧特性を利用して対数変換する回路であり、前記電流検出器２０から出力される検出電流Ｉsnsと基準電流Ｉrefがそれぞれ入力される一対の入力端子ＩＮ１，ＩＮ２と接地点との間に接続され入力電流を電圧に変換するダイオードＤ１，Ｄ２と、変換された電圧をインピーダンス変換して後段に伝えるバッファＢＦＦ１，ＢＦＦ２と、入力抵抗Ｒ１１，Ｒ１２と差動アンプＯＰ１と該アンプＯＰ１の非反転入力端子と接地点との間に接続された抵抗Ｒ１３とアンプＯＰ１の出力端子と反転入力端子との間に接続された帰還抵抗Ｒ１４とからなり入力電位差を増幅する誤差増幅回路３８と、該誤差増幅回路３８の出力を非反転入力端子に受ける差動アンプＯＰ２と該アンプＯＰ２の反転入力端子と接地点との間に接続された抵抗Ｒ１５とアンプＯＰ２の出力端子と反転入力端子との間に接続された帰還抵抗Ｒ２５とからなる温度補償用ボルテージフォロワ３９とにより構成されている。

【００５０】

図７の対数変換器３０’は、抵抗Ｒ１１，Ｒ１２の抵抗値をｒ１、抵抗Ｒ１３，Ｒ１４の抵抗値をｒ２とし、温度をＴとおくと、差動アンプＯＰ１は次式（４）で表わされるような電圧Ｖsnsを出力する。

【００５１】

Ｖsns＝（ｋＴ／ｑ）・（ｒ２／ｒ１）・ｌｎ（Ｉsns／Ｉref）　……（４）

なお、式（４）において、ｋはボルツマン係数、ｑは電子の電荷量である。この式より、差動アンプＯＰ１の出力Ｖsnsは対数関数で表わされることが分かる。しかし、この式には、温度Ｔが含まれているのでＶsnsは温度依存性を有する。そこで、この実施例では、差動アンプＯＰ１の後段に温度補償用ボルテージフォロワ３９を設けて温度補償した出力を得るようにしている。

【００５２】

温度補償用ボルテージフォロワ３９において、抵抗Ｒ１５，Ｒ１６の抵抗値をｒ５，ｒ６とすると、差動アンプＯＰ２は、次式（５）で表わされる電圧Ｖout

を出力する。

Ｖout＝（１＋ｒ６／ｒ５）・Ｖsns　　……（５）

【００５３】

上記式（４）を温度Ｔで微分すると、次式

∂Ｖsns／∂Ｔ＝Ｖsns／Ｔ

が、また上記式（５）を温度Ｔで微分すると、次式

∂Ｖout/∂Ｔ＝(1/r5)・∂ｒ6/∂Ｔ・Ｖsns＋(1+r6/r5)・∂Ｖsns/∂Ｔ

が得られる。これを整理すると、

∂Ｖout/∂Ｔ＝(r6/r5)(1/r6)・∂ｒ6/∂Ｔ・Ｖsns＋(1+r6/r5)・Ｖsns/Ｔ

となる。ここで、(1/r6)・∂ｒ6/∂Ｔは抵抗Ｒ１６の温度係数であるので、これをαとおくと、

∂Ｖout/∂Ｔ＝{(r6/r5)・α＋(1+r6/r5)・1/T}・Ｖsns

となる。この式より、∂Ｖout/∂Ｔ＝０つまり差動アンプＯＰ２の出力Ｖoutが温度依存性を有しないようにするには、(r6/r5)・α＋(1+r6/r5)・１／Ｔ＝０とすればよい。つまり、α＝－(1+r5/r6)・１／Ｔとすればことが分かる。

【００５４】

ここで、温度Ｔを３６０°Ｋとし、αが－３３００ppm／℃の抵抗を使用するとすると、(1+r5/r6)・1/360＝0.0033より、r6/r5＝５．３が得られる。これより、例えばＲ１５として抵抗値ｒ５が５．６ｋΩの抵抗を、またＲ１６として抵抗値ｒ６が３０ｋΩの抵抗を使用すれば良いことが分かる。抵抗Ｒ１５，Ｒ１６としてディスクリートの部品を使用するようにすれば、αが－３３００ppm／℃の抵抗は容易に手に入れることができるので、検出電流Ｉsnsを対数変換した電圧Ｖoutを出力する対数変換器３０’を実現できる。

【００５５】

図６に示されている２乗根変換器３０はＭＯＳＦＥＴで構成されているためスピードが少し遅いが、図７の実施例の対数変換器３０’は少なくともバッファＢＦＦ１，ＢＦＦ２をバイポーラ・トランジスタで構成すれば２乗根変換器３０よりも高速で動作させることができるという利点がある。一方、２乗根変換器３０はバイポーラ・トランジスタで構成した場合、所望の特性を有するように設計す

るのは困難であるが、ＭＯＳＦＥＴを使用すれば図６のような構成とすることにより容易に所望の特性を有する回路を実現できる。また、ＭＯＳＦＥＴで構成された２乗根変換器３０は、電流検出器２０や誤差アンプ５０がＭＯＳＦＥＴで構成される場合、それらと同一半導体チップ上に形成することができるので、部品点数を減らすことができる。

【００５６】

図８は、本発明を適用した無線通信システムの一例としてのＧＳＭとＤＣＳの２つの通信方式の無線通信が可能なシステムの概略の構成を示す。

【００５７】

図８において、１００はＧＳＭやＤＣＳのシステムにおけるＧＭＳＫ変調や復調を行なうことができる変復調回路を有する半導体集積回路化された高周波信号処理回路（高周波ＩＣ）１１０や受信信号から不要波を除去する弾性表面波フィルタからなるバンドパスフィルタＳＡＷと受信信号を増幅するロウノイズアンプＬＮＡなどが１つのセラミック基板上に実装されてなる高周波モジュール（以下、ＲＦモジュールと称する）、２００はアンテナＡＮＴを駆動して送信を行なう高周波電力増幅回路（以下、パワーアンプと称する）１０や出力電力制御回路２３０などを含む高周波電力増幅用モジュール（以下、パワーモジュールと称する）である。

【００５８】

また、３００は送信データ（ベースバンド信号）に基づいてＩ，Ｑ信号を生成したり受信信号から抽出されたＩ，Ｑ信号を処理したりする半導体集積回路化されたベースバンド回路（以下、ベースバンドＩＣと称する）、４００はＲＦパワーモジュール２００から出力される送信信号に含まれる高調波などのノイズを除去するフィルタＬＰＦや送受信切替えスイッチ、分波器などを含むフロントエンド・モジュール、５００は高周波ＩＣ１１０やベースバンドＩＣ３００に対する制御信号を生成したりパワーモジュール２００に対する出力レベル指示信号Ｖrampを生成したりしてシステム全体を制御するマイクロプロセッサ（以下、ＣＰＵと称する）である。

【００５９】

図５の電流検出器２０とｎ乗根変換器３０（もしくは対数変換器３０’）と電流－電圧変換器４０と誤差アンプ５０は、図８では出力電力制御回路２３０として１つのブロックで表わされている。

【００６０】

図８に示されているように、この実施例では、パワーモジュール２００内にＧＳＭの周波数帯である９００ＭＨｚの送信信号を増幅するパワーアンプ２１０ａと、ＤＣＳの周波数帯である１８００ＭＨｚの送信信号を増幅するパワーアンプ２１０ｂとが設けられている。同様に、ＲＦモジュール１００内にＧＳＭ用のＳＡＷフィルタ１２０ａおよびロウノイズアンプ１３０ａと、ＤＣＳ用のＳＡＷフィルタ１２０ｂおよびロウノイズアンプ１３０ｂとが設けられている。

【００６１】

高周波ＩＣ１１０においては送信したい情報に従って搬送波を位相変調するＧＭＳＫ変調が行なわれ、位相変調された信号が高周波信号Ｐｉｎとしてパワーモジュール２００に入力され増幅される。特に制限されるものでないが、この実施例では高周波ＩＣ１１０は、送信用の変調回路の他に、受信信号を低い周波数の信号にダウンコンバートするミクサ、高ゲインのプログラマブル・ゲインアンプなどからなる受信系回路も含んで構成されている。ロウノイズアンプＬＮＡは、高周波ＩＣ１１０に内蔵させることも可能である。

【００６２】

フロントエンド・モジュール４００には、ＧＳＭ用のロウパスフィルタ４１０ａとＤＣＳ用のロウパスフィルタ４１０ｂおよびＧＳＭの送信／受信を切り替える切替えスイッチ４２０ａとＤＣＳの送信／受信を切り替える切替えスイッチ４２０ｂ、アンテナＡＮＴに接続され受信信号からＧＳＭ用の信号とＤＣＳ用の信号を分離する分波器４３０などが設けられている。図８には示されていないが、パワーモジュール２００またはフロントエンド・モジュール４００には、パワーアンプ２１０ａ，２１０ｂの出力端子またはＲＦパワーモジュール２００の送信出力端子とロウパスフィルタ４１０ａ，４１０ｂとの間に接続されてインピーダンスの整合を行なうインピーダンス整合回路が設けられる。

【００６３】

なお、上記のようなＧＳＭとＤＣＳのデュアルバンド通信システムにおいては、ＧＳＭ側のパワーアンプ２１０ａの出力電力とＤＣＳ側のパワーアンプ２１０ｂの出力電力の最大レベルはそれぞれ規格によって規定されていて異なっているが、高周波電力増幅用トランジスタＴＲ３と電流検出器２０の出力検出用トランジスタＴＲ４とのサイズ比およびカレントミラー回路を構成するトランジスタＴＲ５とＴＲ６とのサイズ比をそれぞれ適当に設定することにより、２乗根変換器３０または対数変換器３０’や電流－電圧変換器（センス用抵抗）４０および誤差アンプ５０を２つのバンドで共用させることができる。

【００６４】

以上本発明者によってなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば前記実施例では、ｎ乗根変換器３０の一例として２乗根変換器の具体例を示し説明したが、ｎ乗根変換器３０は２乗根変換器に限定されるものでなく３乗根変換器や４乗根変換器であっても良い。ただし、実際のシステムでは４乗根変換器までで充分である。同様に対数変換器３０’も図７の実施例に限定されず、バイポーラ・トランジスタのベース・エミッタ間電圧とコレクタ電流との関係を利用した公知の対数増幅器を利用することも可能である。また、前記実施例の高周波電力増幅回路では、電力増幅ＦＥＴを３段接続しているが、２段構成としたり、４段以上の構成としても良い。

【００６５】

さらに、前記実施例では、電流検出回路２０と電流－電圧変換回路４０との間にｎ乗根変換回路３０もくしは対数変換回路３０’を設けたものを説明したが、電流検出回路２０または電流－電圧変換回路４０にその出力が入力に対してｎ乗根関数もしくは対数関数的に変化するような特性を持たせるように構成してもよい。また、前記実施例では、電流検出回路２０により検出された電流を変換する電流変換回路の例としてｎ乗根変換回路３０と対数変換回路３０’を示したが、電流変換回路はそれに限定されず、電流検出回路２０の出力電流を、極大値を持たず上に凸の単調に増加する関数によって表わされるような電流に変換する電流変換回路であれば良い。

【００６６】

以上の説明では主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野であるＧＳＭとＤＣＳの２つの通信方式による送受信が可能なデュアルモードの無線通信システムを構成するパワーモジュールに適用した場合を説明したが、本発明はそれに限定されるものでなく、他の通信方式や、ＧＭＳとＤＣＳとＰＣＳ（Personal Communications System）など３以上の通信方式による送受信が可能なマルチモードの携帯電話機や移動電話機などの無線通信システムを構成するパワーモジュールに利用することができる。

【００６７】

【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

【００６８】

すなわち、本発明に従うと、送信要求レベルの低い領域における出力レベル指示信号に対する高周波電力増幅回路の制御感度が下がり、制御範囲全体に亘って精度良く出力レベルを制御することができるようになる。また、温度が変化しても制御感度が変わらない信頼性の高い高周波電力増幅器および無線通信システムを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】

本発明を適用した電流検出方式の無線通信システムにおける高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の第１の実施例の概略構成を示すブロック図である。

【図２】

本発明を適用した電流検出方式の無線通信システムにおける高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の第２の実施例の概略構成を示すブロック図である。

【図３】

本発明の実施例と先願の高周波電力増幅回路のフィードバック制御系における出力電圧Ｖoutと検出電圧Ｖsnsとの関係を示すグラフである。

【図４】

本発明の実施例と先願の高周波電力増幅回路のフィードバック制御系における出力レベル指示信号Ｖrampと出力電力Ｐoutとの関係を示すグラフである。

【図５】

図１の実施例のより具体的な構成を示す回路図である。

【図６】

ｎ乗根変換器の具体的な回路例を示す回路図である。

【図７】

対数変換器の具体的な回路例を示す回路図である。

【図８】

本発明を適用したＧＳＭとＤＣＳの２つの通信方式の無線通信が可能なシステムの概略の構成を示すブロック図である。

【図９】

本出願人が先に開発した電流検出方式の無線通信システムにおける高周波電力増幅回路のフィードバック制御系の概略構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

ＡＮＴ　送受信用アンテナ

ＭＮ　　インピーダンス整合回路

ＬＰＦ　ロウパスフィルタ

ＬＮＡ　ロウノイズ･アンプ

１０　　電力増幅器

２０　　電流検出器

３０　　２乗根変換器

３０’　対数変換器

４０　　電流－電圧変換器（センス抵抗）

５０　　誤差アンプ

１００　ＲＦモジュール

２００　パワーモジュール

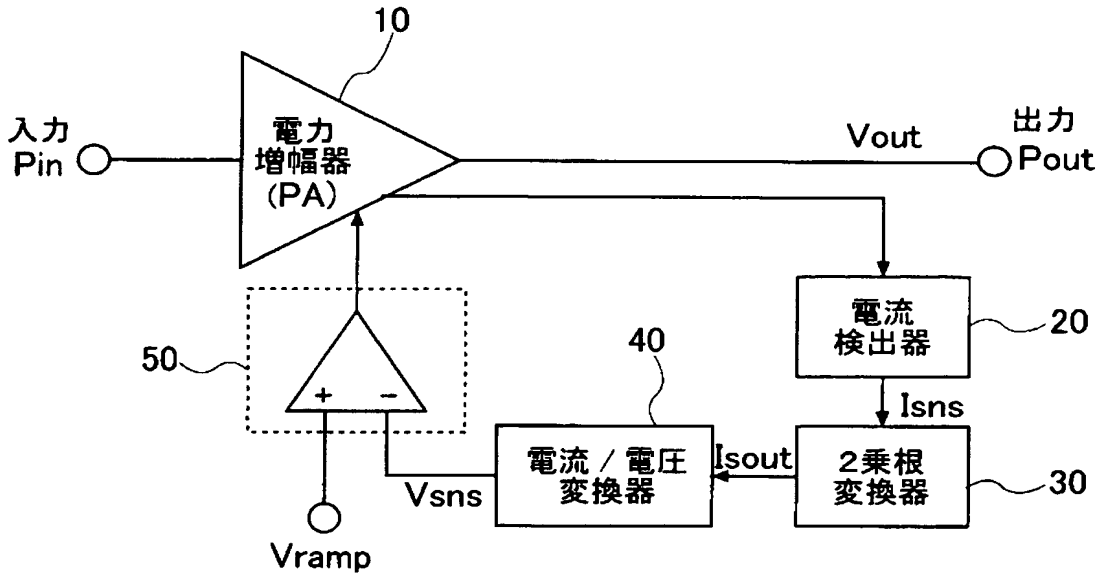
２１０ａ，２１０ｂ　高周波電力増幅回路

３００　ベースバンド回路

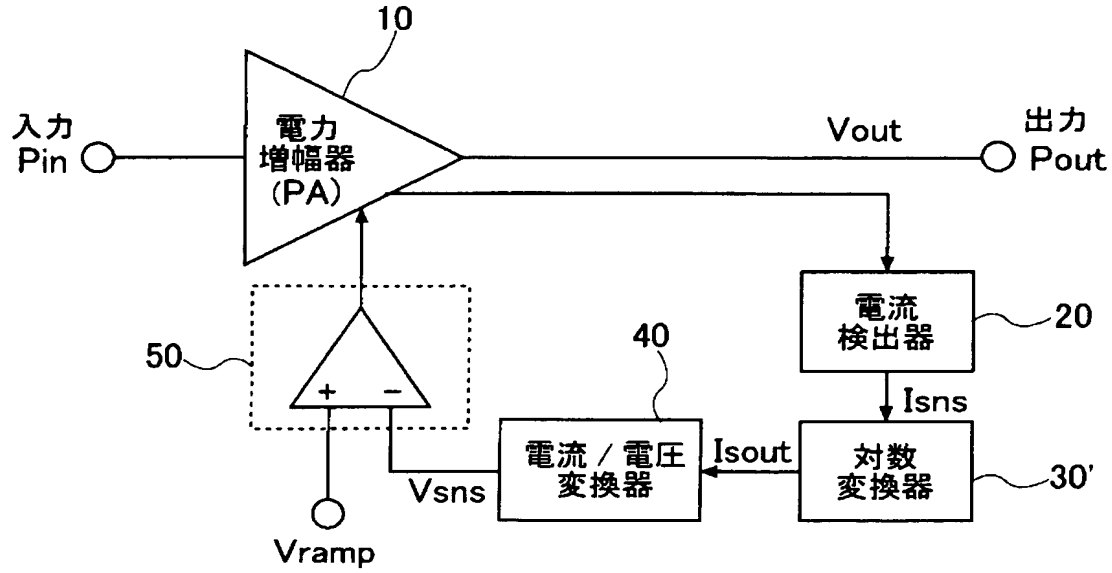
４００　フロントエンド・モジュール

【書類名】　図面

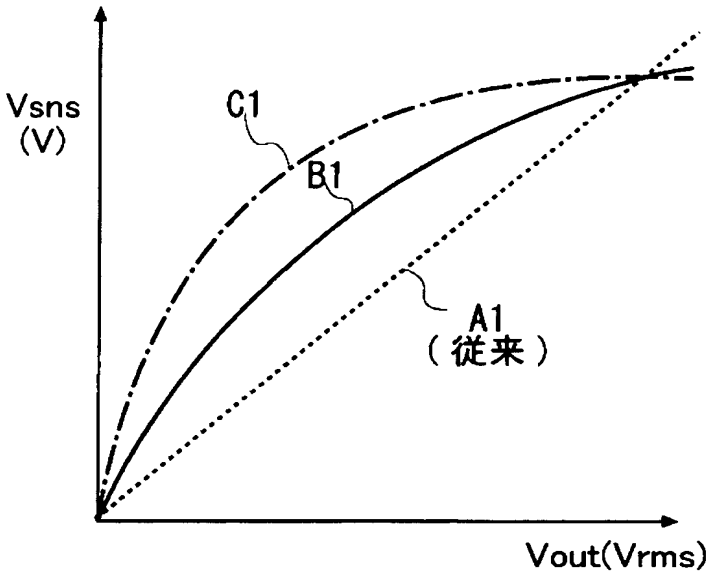
【図１】


10
入力
Pin
電力
増幅器
(PA)
Vout
出力
Pout
電流
検出器
20
50
40
Isns
電流／電圧
変換器
Isout
2乗根
変換器
30
Vsns
Vramp

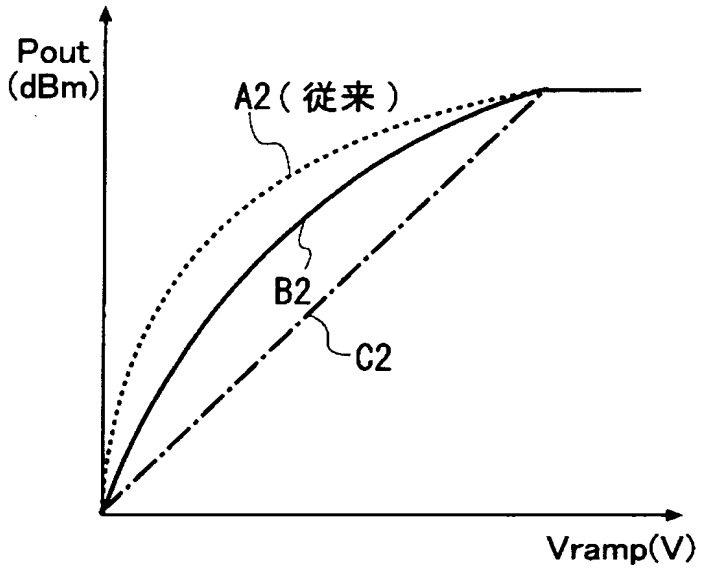
【図２】


10
入力
Pin
電力
増幅器
(PA)
Vout
出力
Pout
電流
検出器
20
50
40
Isns
電流／電圧
変換器
Isout
対数
変換器
30'
Vsns
Vramp

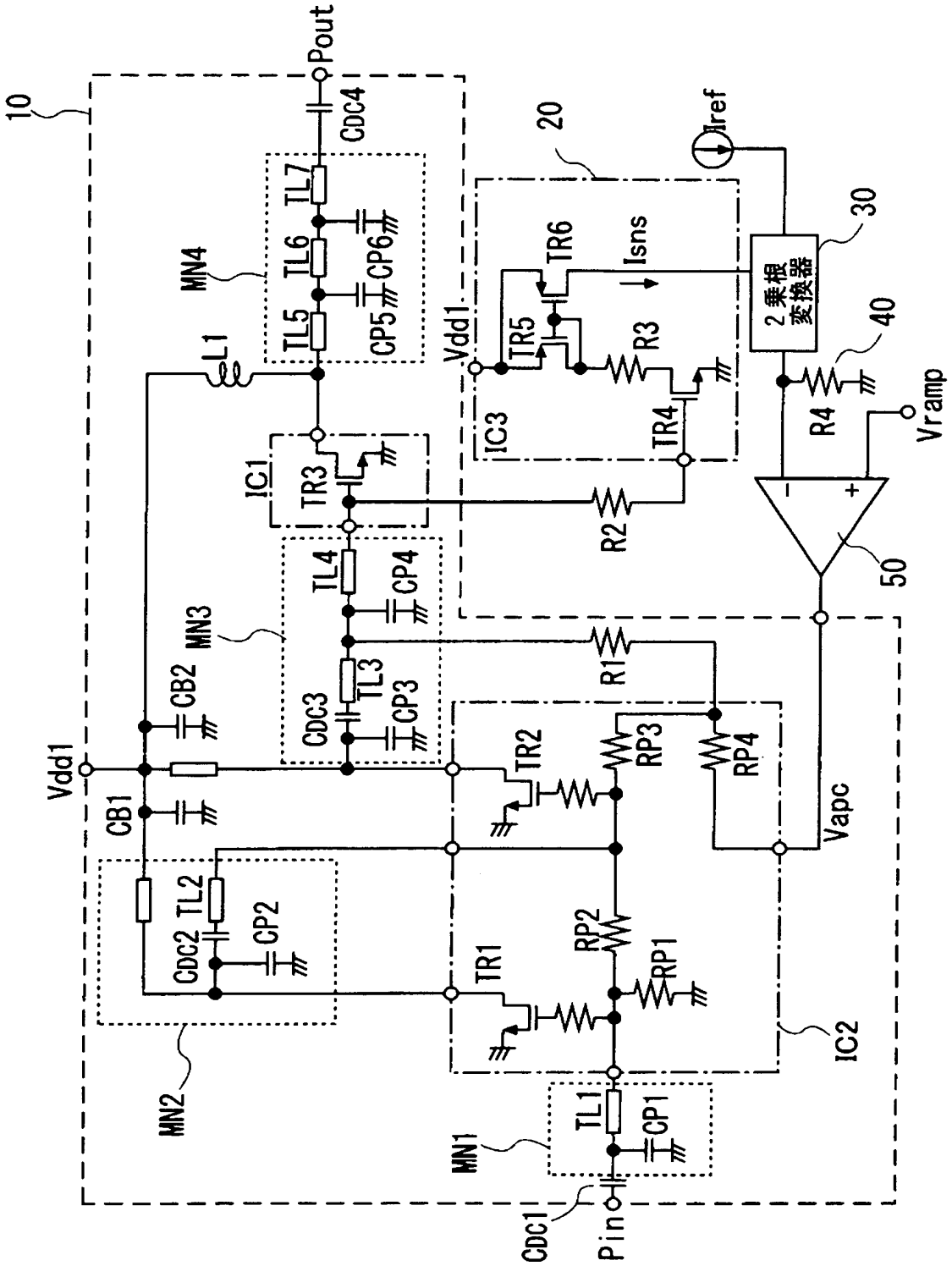
【図３】



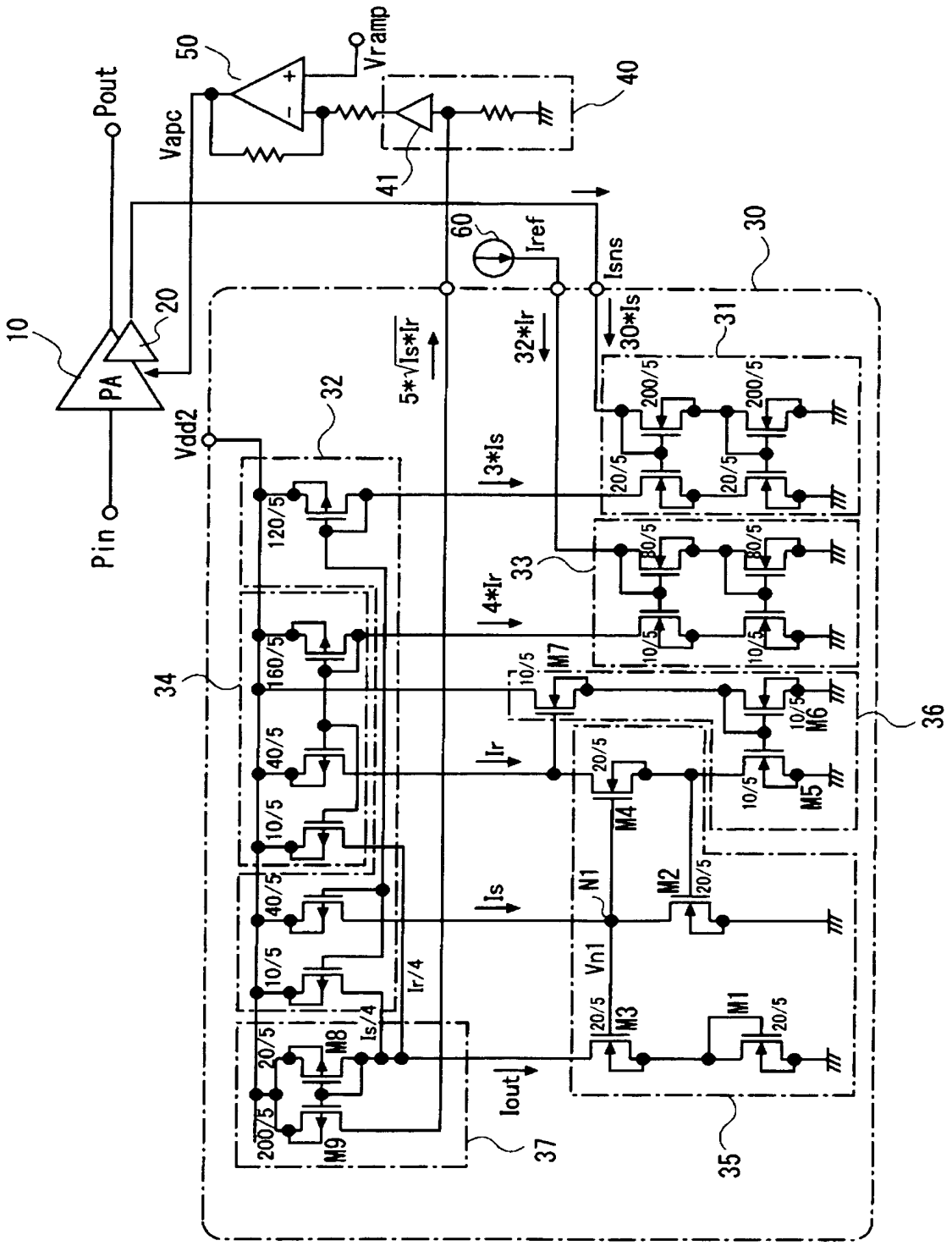
【図４】



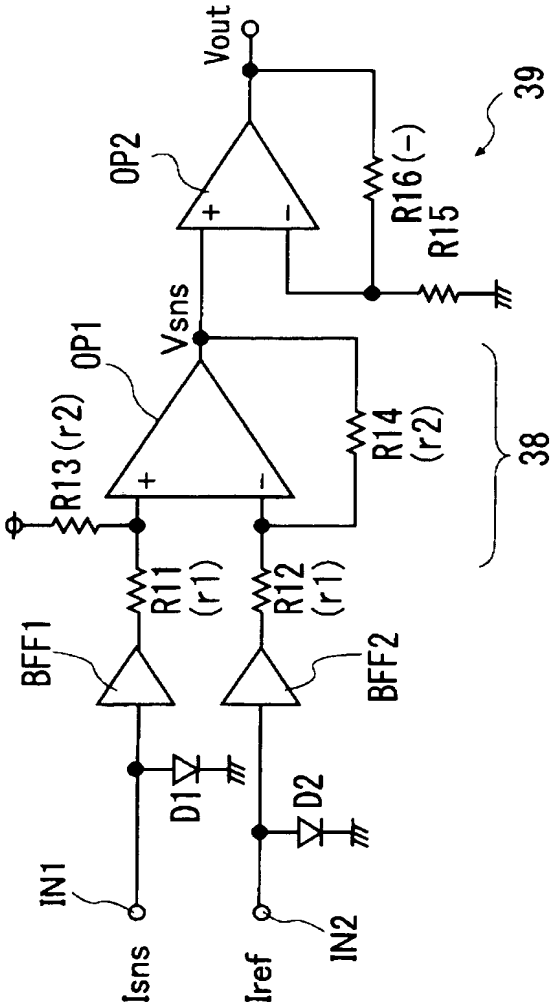
【図５】


10
Pout
CDC4
TL7
TL6
CP6
MN4
TL5
CP5
L1
IC1
TR3
TL4
CP4
MN3
CDC3
TL3
CP3
CB2
Vdd1
CB1
CDC2
TL2
CP2
MN2
TR1
RP2
RP1
TR2
RP3
RP4
Vapc
IC2
TL1
CP1
MN1
CDC1
Pin
20
Iref
Vdd1
TR6
Isns
TR5
R3
IC3
TR4
R2
30
2乗根変換器
40
R4
Vramp
50
R1

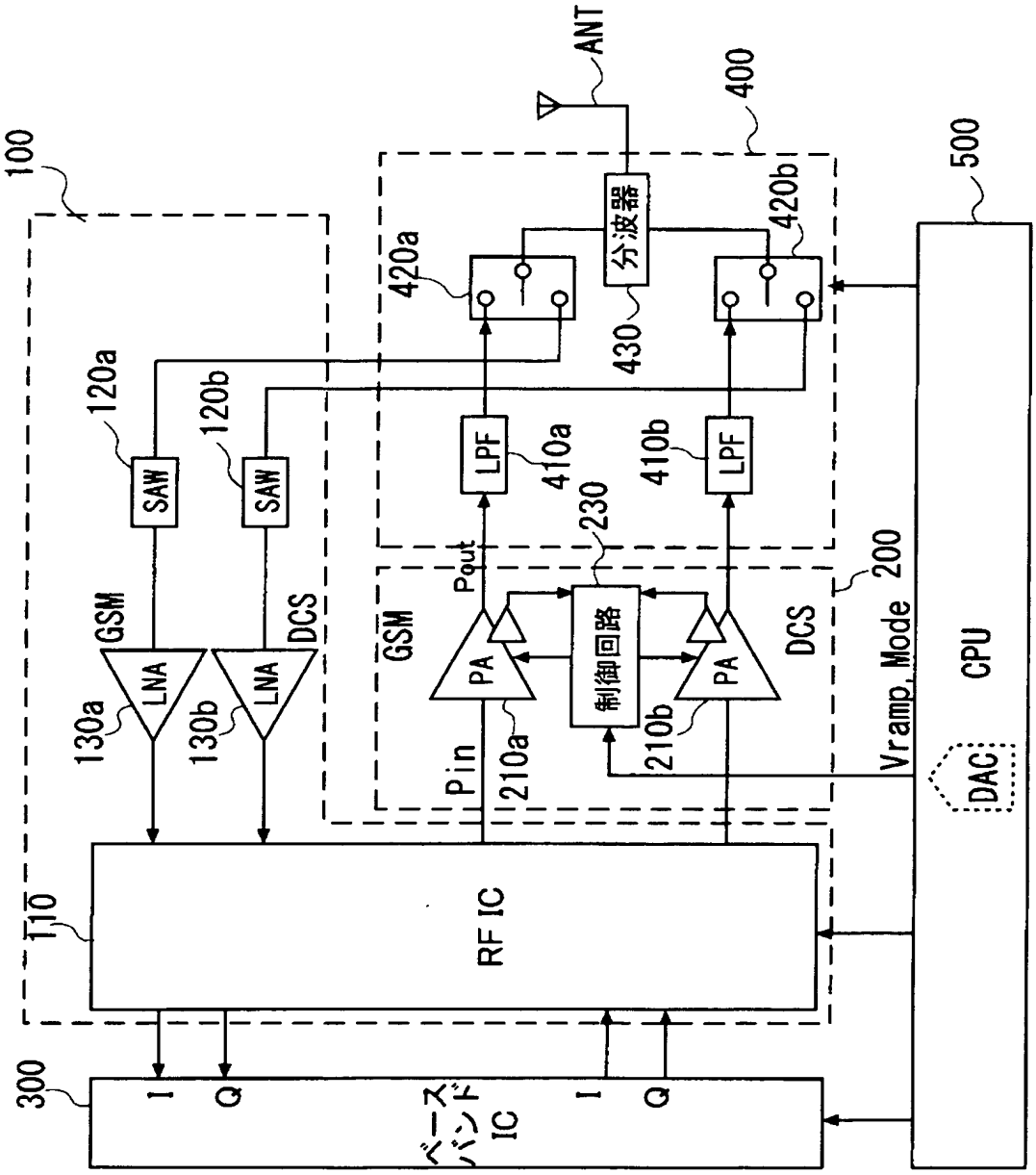
【図６】


Vramp
50
Pout
Vapc
40
41
60
Iref
Isns
30
10
20
PA
31
32
Vdd2
5*√Is*Ir
32*Ir
30*Is
3*Is
4*Ir
33
Pin
34
Ir
36
Is
N1
Vn1
Ir/4
Is/4
Iout
37
35
M1
M2
M3
M4
M5
M6
M7
M8
M9
120/5
160/5
40/5
10/5
20/5
200/5
80/5

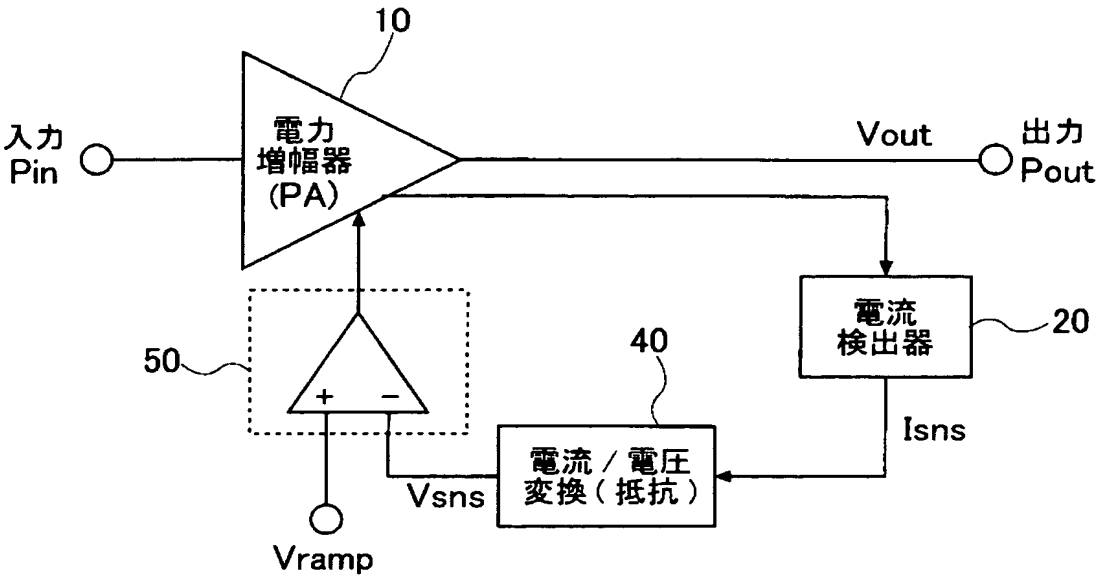
【図７】


Vout
39
OP2
R16(-)
R15
Vsns
OP1
R13(r2)
R14
(r2)
38
R11
(r1)
R12
(r1)
BFF1
BFF2
D1
D2
IN1
IN2
Isns
Iref

【図８】


ANT
400
100
500
420a
分波器
420b
430
120a
120b
SAW
SAW
LPF
410a
410b
LPF
230
Pout
GSM
DCS
200
GSM
PA
制御回路
PA
DCS
CPU
Vramp, Mode
130a
LNA
130b
LNA
Pin
210a
210b
DAC
110
RF IC
300
I
Q
ベースバンドIC
I
Q

【図９】


10
入力
Pin
電力
増幅器
(PA)
Vout
出力
Pout
電流
検出器
20
50
40
+
−
Isns
電流／電圧
変換（抵抗）
Vsns
Vramp

【書類名】　要約書

【要約】

【課題】　フィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行なう無線通信システムにおいて、送信要求レベルの低い領域における制御感度を下げ、制御範囲全体に亘って精度良く出力レベルを制御することができる高周波電力増幅回路を提供する。

【解決手段】　出力電力のフィードバック制御に必要な出力レベルの検出を電流検出方式で行ない出力レベル検出信号と出力レベル指示信号とを比較してその差に応じて高周波電力増幅回路のバイアス電圧を生成してゲイン制御を行なう無線通信システムを構成する高周波電力増幅用電子部品において、電流検出回路（２０）と電流－電圧変換回路（４０）との間にｎ乗根変換回路（３０）もくしは対数変換回路（３０’）を設けるようにした。

【選択図】　図１

認定・付加情報

特許出願の番号	特願２００２－３０２０２１
受付番号	５０２０１５５７７１８
書類名	特許願
担当官	第七担当上席　　００９６
作成日	平成１４年１０月１７日

＜認定情報・付加情報＞

【提出日】　平成14年10月16日

次頁無

【書類名】　出願人名義変更届（一般承継）
【整理番号】　CSA07
【提出日】　平成15年 5月 9日
【あて先】　特許庁長官殿
【事件の表示】
　【出願番号】　特願2002-302021
【承継人】
　【識別番号】　000233295
　【住所又は居所】　神奈川県横浜市戸塚区戸塚町３９３番地
　【氏名又は名称】　日立ハイブリッドネットワーク株式会社
　【代表者】　平井　浩二
　【連絡先】　０４５－８６６－６５６３（技術管理Ｇ）
【提出物件の目録】
　【物件名】　承継人であることを照明する書面　1
　【援用の表示】　平成１５年２月２１日差出の特願平０８－３８１６４号手続補足書に添付のものを援用する。

【書類名】　出願人名義変更届（一般承継）
【あて先】　特許庁長官　殿
【事件の表示】
　【出願番号】　特願2002-302021
【承継人】
　【識別番号】　503121103
　【氏名又は名称】　株式会社ルネサステクノロジ
【承継人代理人】
　【識別番号】　100085811
　【弁理士】
　【氏名又は名称】　大日方　富雄
【提出物件の目録】
　【包括委任状番号】　0308733
　【物件名】　承継人であることを証明する登記簿謄本　1
　　【援用の表示】　特許第３１５４５４２号　平成１５年４月１１日付け提出の会社分割による特許権移転登録申請書　を援用する
　【物件名】　権利の承継を証明する承継証明書　1
　　【援用の表示】　特願平３－１０８７１２号　同日提出の出願人名義変更届（一般承継）を援用する
【プルーフの要否】　要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願２００２－３０２０２１
受付番号	５０３０１２３２４４３
書類名	出願人名義変更届（一般承継）
担当官	土井　恵子　　４２６４
作成日	平成１５年　９月　２日

＜認定情報・付加情報＞

【提出日】　平成15年 7月25日

特願２００２－３０２０２１

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［０００００５１０８］

１．変更年月日　　１９９０年　８月３１日
［変更理由］　　新規登録
住　所　　東京都千代田区神田駿河台４丁目６番地
氏　名　　株式会社日立製作所

特願２００２－３０２０２１

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［０００２３３１６９］

１．変更年月日　　１９９８年　４月　３日
［変更理由］　　名称変更
住　所　　東京都小平市上水本町５丁目２２番１号
氏　名　　株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ

特願２００２－３０２０２１

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［０００２３３４７９］

１．変更年月日　　１９９０年　８月３０日
［変更理由］　　新規登録
住　所　　神奈川県横浜市戸塚区戸塚町１８０番地
氏　名　　日立通信システム株式会社

特願２００２－３０２０２１

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［０００２３３２９５］

１．変更年月日　　１９９０年　８月２０日
［変更理由］　新規登録
住　所　　神奈川県横浜市戸塚区戸塚町３９３番地
氏　名　　日立湘南電子株式会社

２．変更年月日　　２００２年１０月２２日
［変更理由］　名称変更
住　所　　神奈川県横浜市戸塚区戸塚町３９３番地
氏　名　　日立ハイブリッドネットワーク株式会社

特願２００２－３０２０２１

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［５０３１２１１０３］

１．変更年月日　　２００３年　４月　１日
［変更理由］　　新規登録
住　所　　東京都千代田区丸の内二丁目４番１号
氏　名　　株式会社ルネサステクノロジ